

ANTENAS ACTIVAS PARA TRANSPONDEDORES RFID BASADAS EN LA OPTIMIZACIÓN DEL COMPORTAMIENTO NO LINEAL DE LOS DISPOSITIVOS PHEMT

Lorena Cabria y José Ángel García.

lorena@dicom.unican.es, joseangel.garcia@unican.es

Dpto. de Ingeniería de comunicaciones, Univ. De Cantabria, Avda. de Los Castros s/n, 39005, Santander

Abstract- This paper presents two frequency converting PHEMT-based active antennas to be used in RFID applications. A proper characterization of the transistor nonlinear behavior revealed the existence of two biasing regions where the desired output signal, the second harmonic or the IF component, can be generated with maximum conversion gain and phase opposition. This attractive issue has been taken advantage of, to BPSK modulate the response in two approaches: in a frequency doubling active antenna and in a phase conjugating circuit for retrodirective arrays. Aperture coupled patch radiators were designed, to integrate these modulators in low cost, compact and high performance transponders.

I. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la búsqueda de soluciones en el campo de la identificación por radiofrecuencia (RFID) representa uno de los retos a los que se enfrenta la comunidad científica internacional. Los sistemas RFID se están implantando en un buen número de aplicaciones, entre las que destacan: cobro electrónico de peaje, identificación de activos, control de acceso, seguimiento de animales, seguridad en los vehículos..., y en general todas aquellas aplicaciones donde la identificación a distancia sea beneficiosa. En estos sistemas, un transpondedor (tag) tiene que responder automáticamente con una señal modulada, de manera rápida y fácil, una vez es interrogado por el "lector" [1].

Se puede diferenciar entre dos tipos de "tags" en función de que requieran o no baterías: activos [2] y pasivos [3]. Atendiendo a razones de precio, tamaño y durabilidad, estos últimos son los más empleados. En contrapartida, solo pueden almacenar una cantidad limitada de información que además es inalterable, lo que limita su uso exclusivamente a funciones de identificación, funcionando en rangos de lectura (distancias) cortos. Por otra parte, los transpondedores activos permiten alcanzar mayores distancias, implementar diferentes funciones e incluso, evitar problemas de interferencias al emplear frecuencias diferentes para las señales de interrogación y de respuesta.

Las peculiares características de las antenas activas las convierten en soluciones ideales para ser empleadas como tags activos, compactos, de bajo coste y bajo consumo de potencia. La mayoría de ellos son elementos individuales [2], cuya gran anchura de haz permite escuchar a las estaciones

base en un área extensa, pero a costa de presentar poca ganancia.

Aunque emplear un array puede, a priori, parecer la solución obvia para aumentar la ganancia, su patrón de radiación con un lóbulo estrecho y fijo impide su empleo en este tipo de sistemas. Sin embargo, el comportamiento de los arrays retrodirectivos [4], automáticamente devolviendo una señal a la posición del interrogador sin ningún conocimiento previo del ángulo de incidencia, resulta ideal en este aspecto, ya que permitiría cubrir un área amplia con alta ganancia.

En este artículo, se presentan dos antenas activas basadas en dispositivos PHEMT para su uso en aplicaciones RFID. La primera solución trata de evitar el problema de las interferencias generando una señal de respuesta al doble de la frecuencia de la interrogación y con polarización ortogonal. Una adecuada caracterización y modelado del comportamiento no lineal del transistor PHEMT ha revelado la existencia de dos regiones de polarización con niveles de ganancia de conversión óptimos y fases opuestas al doble de la frecuencia de excitación. Aprovechando este comportamiento, se puede aplicar en el terminal de puerta una señal de datos, generando de esta manera una señal de respuesta modulada BPSK al doble de la frecuencia portadora. Gracias a su integración en un parche de doble polarización y doble banda, se asegura la recepción y retransmisión simultánea.

En el segundo caso, se propone un circuito conjugador de fase para ser empleado en arrays retrodirectivos. Mediante una caracterización adecuada del transistor y un análisis con la matriz de conversión, se modifican las condiciones de operación de un mezclador por puerta activo permitiendo la remodulación BPSK de la señal incidente. Empleando una estructura balanceada se consigue que las señales de interrogación y respuesta aparezcan físicamente separadas en dos puertos de salida aislados. Finalmente, el conjugador de fase completo se integra en un parche acoplado por ranura con polarizaciones también ortogonales.

II. CONTROL DEL COMPORTAMIENTO NO LINEAL DE LOS TRANSISTORES PHEMT EN FUNCIONES DE TRANSLACIÓN DE FRECUENCIA

La principal no linealidad en los transistores FET, la fuente de corriente de drenador, se puede describir mediante una expansión en serie de potencias con respecto a la tensión de entrada, válida para la operación bajo ciertas condiciones de carga,

$$I_{ds}(V_{in}) = I_{DS}(V_{IN}) + G_1 \cdot v_{in} + G_2 \cdot v_{in}^2 + G_3 \cdot v_{in}^3 + \dots \quad (1)$$

donde V_{IN} y v_{in} son, respectivamente, las componentes DC y AC de V_{in} , I_{DS} es la componente DC de I_{ds} , mientras que cada G_i representa el coeficiente de grado i ésimo de la expansión en serie de Taylor, $G_i = 1/i! \cdot d^i I_{ds} / dV_{in}^i \big|_{V_{IN}}$.

En la Fig. 1 se muestran las características $I_{ds}(V_{in})$, $G_1(V_{in})$ y $G_2(V_{in})$ extraídas para un dispositivo PHEMT típico.

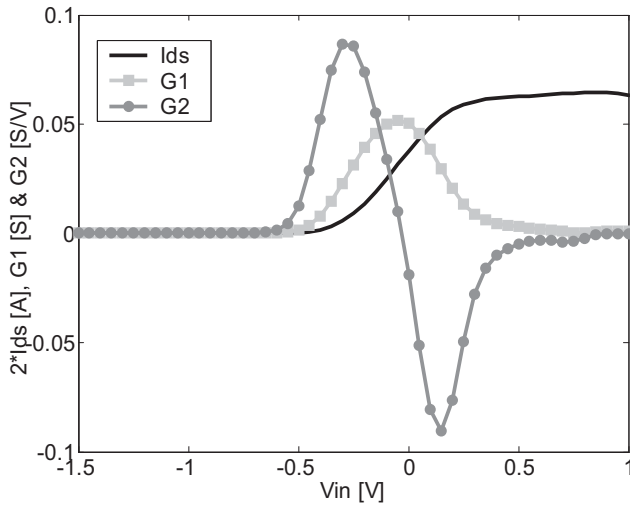


Fig. 1. Características $I_{ds}(V_{in})$, $G_1(V_{in})$ y $G_2(V_{in})$ sobre una recta de carga de 50Ω para el PHEMT NE3210s01 de NEC, trabajando en $V_{DD}=2V$.

Como puede observarse en la grafica anterior, hay dos regiones donde la no linealidad de orden par es más importante, picos de G_2 . Estas zonas se corresponden con las transiciones desde el pinch-off a saturación (positivo) y desde saturación a la zona lineal (negativo). En régimen pequeña señal, estas zonas de máximo $|G_2|$ serían perfectas para la generación del segundo armónico (operación como doblador de frecuencia) [5], o para la mezcla con una tensión de oscilador local aplicada entre puerta y fuente (mezclador activo por puerta) [6].

A. Comportamiento como doblador de frecuencia.

La operación óptima en los multiplicadores de frecuencia basados en FET recae principalmente en una adecuada selección de las condiciones de polarización del transistor [5]. Teniendo esto en mente, resulta necesario disponer de una aproximación que permita relacionar la generación de los armónicos de salida con las características no lineales del dispositivo. Atendiendo a este fin, es posible encontrar en la literatura una serie de trabajos, como la aproximación de la transconductancia por tramos de líneas [7], capaz de ofrecer buenos resultados excepto para valores altos de tensiones de DC puerta a fuente, o para excitaciones de pequeña señal. Otra aproximación, es la basada en la extracción

experimental del coeficiente correspondiente de la expansión en serie de Taylor de la principal no linealidad [5]. En este caso, se aseguran buenos resultados mientras el dispositivo se mantenga trabajando en régimen pequeña señal.

Partiendo de la medida de los coeficientes y para una excitación con un solo tono, se puede obtener una expresión capaz de predecir con precisión la generación armónica en cualquier régimen. Considerando las propiedades especiales de los polinomios de Chebyshev cuando la señal de excitación es una función coseno, $x(t)=\cos(2\cdot\pi\cdot f_0\cdot t)$ [8], los coeficientes de la expansión de $I_{ds}(V_{in})$ se pueden describir empleando aquellos obtenidos en una expansión similar para cualquiera de sus derivadas de orden superior.

El fasor que representa el armónico de segundo orden de la corriente, I_{ds}^2 , puede expresarse entonces, en función de la componente fundamental de la tensión de entrada, V_{in}^1 , y usando las componentes de DC, segundo y cuarto armónico de la forma de onda periódica de $G_2(t)$, (G_2^0 , G_2^2 y G_2^4).

$$I_{ds}^2 = \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{V_{in}^1}{1 + j \cdot \omega \cdot R_{IN} \cdot C_{gs}} \right)^2 \cdot \left[G_2^0 - \frac{4}{3} \cdot G_2^2 + \frac{1}{3} \cdot G_2^4 \right] \quad (2)$$

donde R_{IN} denota la resistencia interna equivalente del generador de señal. La capacidad puerta a fuente, C_{gs} , se ha considerado como lineal, mientras que para simplificar el análisis los elementos restantes del circuito equivalente del FET se han omitido.

La Fig. 2 muestra la evolución de la ganancia de conversión en función del valor de V_{GS} y de la potencia de entrada. Se puede observar la existencia de dos regiones con comportamiento óptimo y fase opuesta al doble de la frecuencia de excitación. Estas dos regiones aparecen debido a efectos de truncamiento ocurridos cuando el FET se polariza ligeramente por debajo del pinch-off (región A) o cuando $I_{ds}(V_{in})$ ha alcanzado la saturación (región B). Como se puede ver, de esta manera es posible producir niveles de potencia al segundo armónico iguales, pero con un desfase de 180° al seleccionar para una potencia de entrada en torno a $-5dBm$ valores de V_{GS} iguales a $-0.36V$ y $0.16V$.

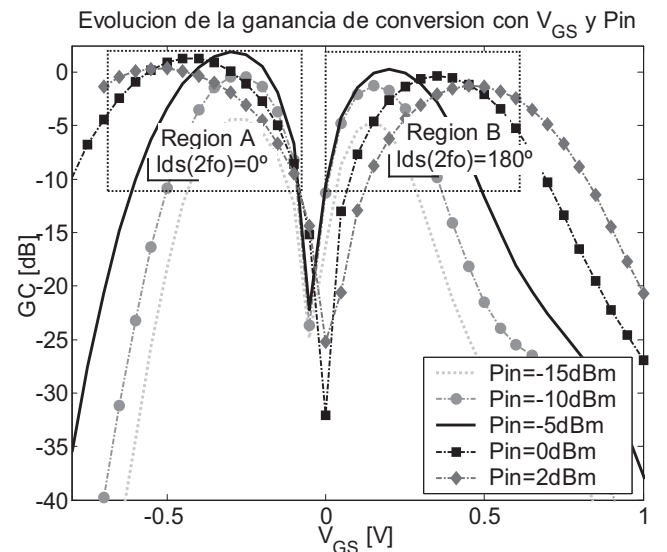


Fig. 2. Evolución de la ganancia de conversión al segundo armónico en función de V_{GS} y de la potencia de entrada, P_{in} .

B. Comportamiento como mezclador activo por puerta.

En los mezcladores activos por puerta [6] el dispositivo se polariza normalmente en la región de saturación. La señal de OL se aplica al terminal de puerta produciendo una variación máxima de tipo periódico en la transconductancia, que permite la conversión de frecuencia de una excitación RF del lado de puerta al de drenador. Como en el caso previo, es necesario disponer de una expresión que permita relacionar con precisión la señal de salida a la frecuencia intermedia (IF) con las características variantes con el tiempo del dispositivo.

Manteniendo las condiciones previas, el fasor de salida I_{ds} a la frecuencia intermedia (respuesta) se puede reducir a:

$$I_{ds}^{-1*} = \frac{G_1^{-1} \cdot V_{in}^0}{1 + j \cdot \omega_{RF} \cdot R_{IN} \cdot C_{gs}} \quad (3)$$

donde I_{ds}^{-1*} y V_{in}^0 representan los fasores $I_{ds}(\omega_{IF})$ y $V_{in}(\omega_{RF})$, mientras que G_1^{-1} es el armónico -1 en la expansión de Fourier de la forma de onda periódica de la transconductancia $G_1(t)$.

En la Fig. 3 se muestran los resultados obtenidos para la evolución de la ganancia de conversión ante una impedancia de OL optimizada de 50Ω . Como en el caso del doblador, se puede observar la existencia de dos regiones con ganancia de conversión máxima y fases opuestas para la componente de respuesta. Seleccionando en estas zonas dos valores de V_{GS} de $-0.7V$ y $0.25V$, para un nivel de potencia OL de $-2dBm$, se tendrían en el lado de drenador valores de potencia de IF iguales pero con un desfase de aproximadamente 180° .

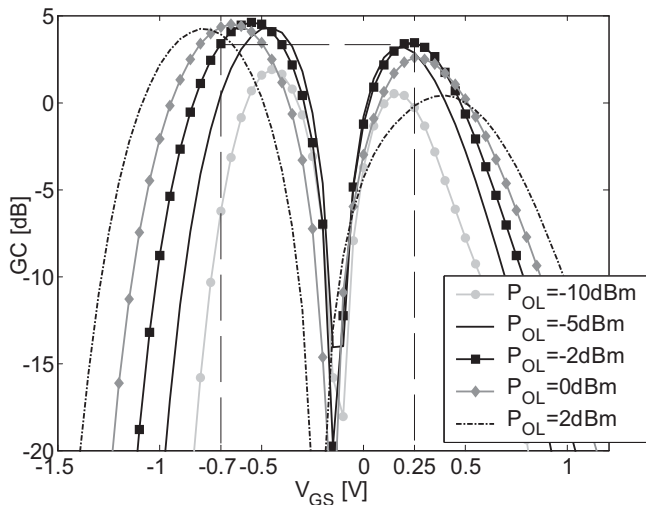


Fig. 3. Característica de ganancia de conversión en función de V_{GS} y P_{OL} para un mezclador activo por puerta.

En ambos casos, conmutando entre los dos valores seleccionados de V_{GS} con una señal de datos de baja frecuencia, se modularía en formato BPSK, ya sea el segundo armónico o la componente IF.

III. ANTENA ACTIVA DOBLADORA CON CAPACIDAD DE MODULAR LA RESPUESTA

A pesar de ser más común ver las antenas tag empaquetadas como etiquetas, existen diferentes tipos [3], con una gran variedad de formas y tamaños dependiendo de la frecuencia de trabajo y de la ganancia disponible.

Si consideramos los tags activos como un caso particular de las antenas activas, la integración del circuito doblador

anterior en una antena impresa constituiría un tipo de transpondedor RFID. Dicha solución debe ser capaz de recibir una señal desde el lector y responder al doble de la frecuencia con una señal de datos modulada. Entre los posibles radiadores con capacidad de trabajar en dos bandas de frecuencia, se seleccionó un parche acoplado por ranura, de doble frecuencia y alimentación ortogonal [9]. Dicha antena rectangular se diseñó con dos puertos perpendiculares, de manera que fuese capaz de excitar las frecuencias resonantes de 900 y $1800MHz$ de los modos ortogonales TM_{01} y TM_{10} . Para reducir el tamaño de la estructura final se situó el circuito doblador dentro del parche (los detalles de la estructura final aparecen en Fig. 4). Como se puede observar, se añadió una resistencia para limitar el exceso de corriente en puerta que se produce cuando el dispositivo trabaja con excitaciones grandes, dañino para la fiabilidad a largo plazo del transistor.

Cuando se aplica una señal de datos de baja frecuencia en el terminal de puerta, se retransmite una señal modulada BPSK al doble de la frecuencia de interrogación.

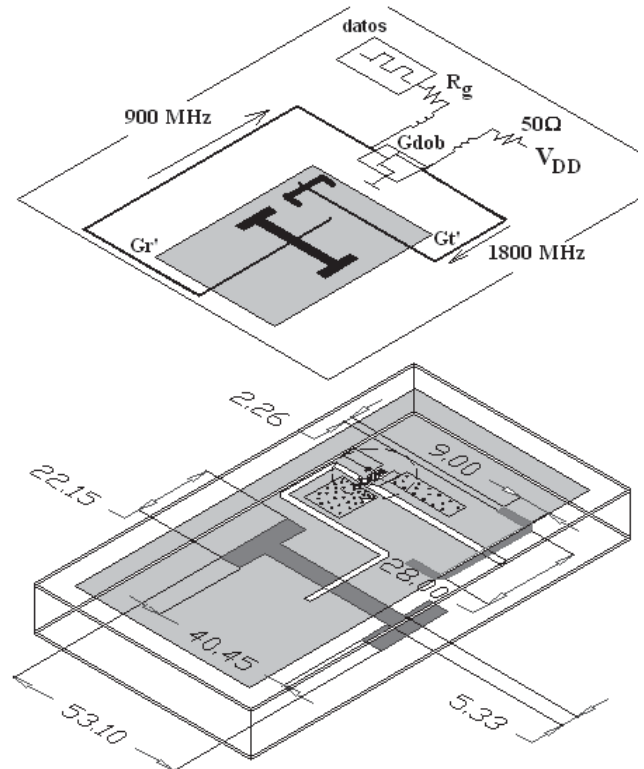


Fig. 4. Esquema y detalles de la implementación de la integración del circuito doblador con la antena microstrip. Las dimensiones estén en mm.

IV. CONJUGADOR DE FASE SOBRE PHEMT PARA ARRAYS RETRODIRECTIVOS

Aprovechando las características previamente estudiadas del mezclador por puerta, éste se incorporó en una antena impresa para ser empleado como conjugador de fase en los arrays de tipo Pon [4]. La antena diseñada es un parche acoplado por ranura con dos alimentaciones microstrip situadas en caras perpendiculares. De esta manera se excitan los modos TM_{01} y TM_{10} para la misma frecuencia resonante ($950MHz$). La estructura del conjugador de fase final se muestra en la Fig. 5.

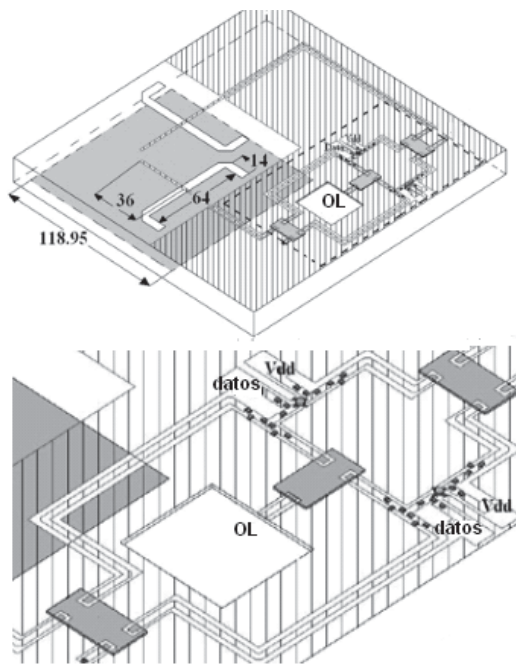


Fig. 5. Detalles del elemento de array, destacando el conjugador de fase.

En la antena activa implementada se han combinado dos mezcladores en una estructura balanceada, obteniéndose las señales de interrogación y respuesta en dos puertos de salida del conjugador aislados entre sí. De este modo se evita la radiación indeseada de la señal incidente, permitiendo la demodulación de la información que ella pueda portar.

V. RESULTADOS OBTENIDOS EN LA MEDIDA

Para caracterizar adecuadamente este tipo de estructuras fue necesario implementar un escenario de medida adecuado (ver Fig. 6) y recurrir a dos figuras de mérito específicas: la sección transversal radar en conversión (CRCS) [2] y la ganancia de conversión isotrópica [10], $G_{ISO} = G_t \cdot G_r \cdot G_A$ ($G_A = G_{dob}$ o $G_A = G_{mez}$).

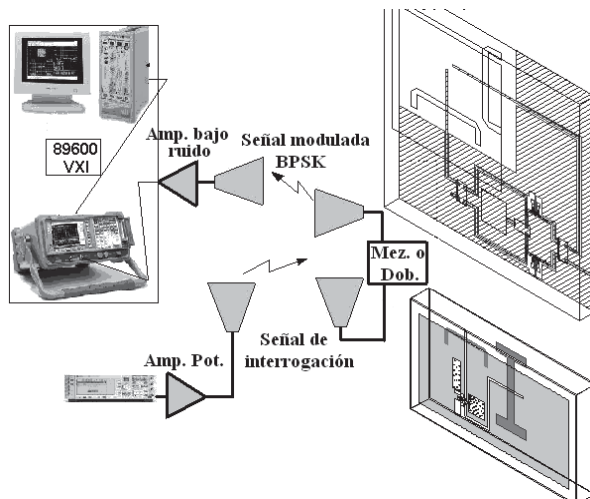


Fig. 6. Diagrama del escenario de medida implementado para caracterizar las antenas activas dobladora y conjugadora de fase.

Con el fin de medir adecuadamente las señales moduladas recibidas, en los dominio frecuencial y temporal, se empleó el analizador vectorial de señal 89600 de Agilent. En la antena dobladora se obtuvo un valor de G_{ISO} de 13 dB

(CRCS= 32.46dB cm^2), mientras que el conjugador de fase presentaba una G_{ISO} de 15.4 dB (CRCS= 36.42dB cm^2).

Para probar la capacidad de modulación de las antenas activas se aplicó una señal sencilla NRZ de datos, del tipo ('1010..'), en el terminal de puerta de ambas antenas. A modo de ilustración del comportamiento obtenido, en la Fig. 7 se muestra la evolución de la fase de la envolvente de la señal de respuesta en la antena conjugadora de fase. Los saltos de 180° validan la solución aquí propuesta. Resultados similares se obtuvieron para la antena dobladora.

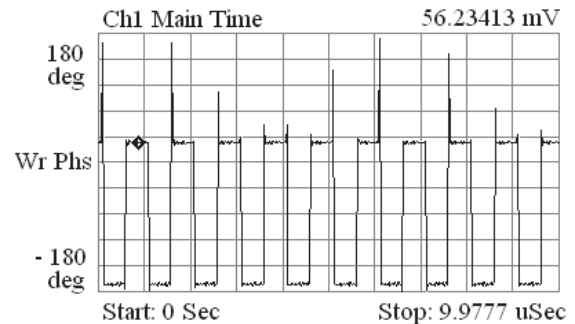


Fig. 7. Evolución de la fase de la envolvente de la componente de respuesta modulada BPSK para la antena activa conjugadora de fase.

VI. CONCLUSIONES

En este artículo se han propuesto dos antenas activas conversoras de frecuencia, basadas en transistores PHEMT, para ser empleadas en aplicaciones RFID. Estas estructuras aprovechan el comportamiento no lineal del dispositivo, como doblador y como mezclador activo por puerta, para modular en BPSK la respuesta en dos tipos de soluciones: una antena multiplicadora y un conjugador de fase para arrays retrodirectivos.

AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Educación y Ciencia (MEC) a través del proyecto TEC2005-07985-C03-01/TCM.

REFERENCIAS

- [1] D. Mawhinney, "Microwave tag identification systems," *RCA REV.*, vol. 44, pp. 589-610, Dec. 1983.
- [2] C. W. Pobanz and T. Itoh, "A Microwave Noncontact Identification Transponder Using Subharmonic Interrogation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 7, pp. 1673-1679, July 1995.
- [3] K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Radio-Frequency Identification Fundamentals and Applications*, 2nd ed: Wiley, 2004.
- [4] C. Y. Pon, "Retrodirective array using the heterodyne technique," *IEEE Trans. Ant. and Propagat.*, Vol. AP-12, pp. 176-180, Mar. 1964.
- [5] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*, Artech House, Norwood, 2003.
- [6] R. A. Pucel, D. Massé, and R. Bera, "Performance of GaAs MESFET mixers at X band," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-24, No. 6, pp. 351-360, June 1976.
- [7] E. O'Ciardha, S. U. Lidholm, and B. Lyons, "Generic-Device Frequency Multiplier Analysis-A Unified Approach," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 7, pp. 1134-1141, July 2000.
- [8] R. W. Hamming, *Numerical Methods for Scientists and Engineers*, Dover Publications, New York, 1986.
- [9] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, New York: Wiley, 1997.
- [10] K. Stephan and T. Itoh, "A planar quasi-optical subharmonically pumped mixer characterized by isotropic conversion loss," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-32, pp. 97-102, Jan. 1984.